

**Frequency-stabilised RC oscillator for clock generator circuit**

**Patent number:** DE4340924  
**Publication date:** 1995-06-08  
**Inventor:** DRUSENTHAL ULLRICH DIPL ING (DE); SCHNEIDER  
JUERGEN DIPL ING (DE)  
**Applicant:** TELEFUNKEN MICROELECTRON (DE)  
**Classification:**  
- international: *H03K3/011; H03K3/0231; H03K4/502; H03K3/00;*  
*H03K4/00; (IPC1-7): H03K4/08; G05F3/26; H03B5/04*  
- european: H03K3/011; H03K3/0231; H03K4/502  
**Application number:** DE19934340924 19931201  
**Priority number(s):** DE19934340924 19931201

**Report a data error here**

**Abstract of DE4340924**

The oscillator has an ohmic load (R11) and at least one capacitor (C1) determining the oscillation frequency, with a current sink (1) providing a constant current (Ik) in dependence on the ohmic load and a reference voltage (Uref), controlling the charging current circuit (2) for the capacitor. At least one comparator (3, 5) compares the capacitor voltage with the reference voltage, to control a discharge circuit (4) for the capacitor. Pref. the charging current circuit delivers a constant charging current to 2 capacitors (C1, C2) each capacitor voltage compared with the reference voltage by a respective comparator, with corresponding control of the capacitor charging and discharging cycles, one capacitor charged as the other is discharged.

---

Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

19 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

12 Patentschrift  
10 DE 43 40 924 C 2

51 Int. Cl. 6:  
H 03 K 4/08  
H 03 B 5/04  
G 05 F 3/26

21 Aktenzeichen: P 43 40 924.5-31  
22 Anmeldetag: 1. 12. 93  
43 Offenlegungstag: 8. 6. 95  
45 Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: 5. 10. 95

DE 43 40 924 C 2

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

73 Patentinhaber:  
TEMIC TELEFUNKEN microelectronic GmbH, 74072  
Heilbronn, DE

72 Erfinder:  
Drusenthal, Ullrich, Dipl.-Ing. (FH), 74076 Heilbronn,  
DE; Schneider, Jürgen, Dipl.-Ing., 74193  
Schwaigern, DE

56 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit  
in Betracht gezogene Druckschriften:  
DE 42 34 735 C1  
DE 37 19 512 A1  
N.N.: Electronics, Nov. 30, 1981, H. 24, S. 113;

54 Frequenzstabiler RC-Oszillator

DE 43 40 924 C 2

## Beschreibung

Die Erfindung betrifft einen frequenzstabilen RC-Oszillator nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

Viele elektronische Schaltungen heutiger und zukünftiger Generationen benötigen zu ihrer Funktion einen Oszillator, beispielsweise zur Takterzeugung. Die in ihrem Aufbau relativ einfachen RC-Oszillatoren genügen in vielen Anwendungsfällen der Forderung nach einer kostengünstigen Lösung; sie bieten darüber hinaus den Vorteil, im Gegensatz beispielsweise zu Quarzoszillatoren, daß sie ohne diskrete Bauteile auskommen und somit voll integrierbar sind.

Aus der Zeitschrift Electronics, Heft 24 vom 30. Nov. 1981, S. 1, ist ein Oszillator bekannt, bei dem Periode und Amplitude mittels zweier Steuerspannungen über einen weiten Bereich veränderbar sind. Aus der Offenlegungsschrift DE 37 19 512 A1 ist eine Schaltungsanordnung bekannt, bei der zum Erzeugen einer Sägezahnspannung ein durch ein Schaltelement gesteuerter Kondensator abwechselnd und periodisch mit einem von einer Stromquellenstufe geliefert Strom geladen und anschließend entladen wird. Schließlich beschreibt die Patentschrift DE 42 34 735 C1 der Anmelderin ein Verfahren zum Erzeugen einer Sägezahnspannung durch Aufladung und Entladung eines ersten Kondensators mittels einer gesteuerten Ladestromquelle und einer Entladestromquelle.

Ein gravierender Nachteil vieler RC-Oszillatoren, der sicherlich seither auch eine weitere Bearbeitung gehemmt hat, ist die ausgeprägte Abhängigkeit ihrer Frequenz von der Batteriespannung und der Betriebstemperatur. Bei vielen RC-Oszillatoren ist ebenfalls ein starker Einfluß von Bauteil- und Prozeßtoleranzen vorhanden, so daß oftmals große Abweichungen zur gewünschten Frequenz hingenommen werden müssen, insbesondere bei einer kleinen Batteriespannung.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen integrierbaren RC-Oszillator anzugeben, der bei niedriger Batteriespannung weitgehend unabhängig von Bauteil- und Fertigungstoleranzen und Schwankungen der Batteriespannung frequenzstabil arbeitet.

Diese Aufgabe wird durch die kennzeichnenden Merkmale des Anspruchs 1 gelöst.

Ein Ladestrom wird in Abhängigkeit eines von einer Stromquelle erzeugten Konstantstromes von einer Ladestromschaltung erzeugt. Die wesentliche Neuerung der Erfindung liegt darin, daß eine für die Stromquelle notwendige und extern bereitgestellte Referenzspannung auch als Schaltschwelle einer Vergleichsschaltung herangezogen wird. Verändert sich diese Referenzspannung, indem sie beispielsweise aus irgendeinem Grund ansteigt, vergrößert sich dadurch auch ein durch eine ohmsche Last fließender Strom. Mittels der Ladestromschaltung steigt auch der Ladestrom zum Laden einer frequenzbestimmenden Kapazität. Der Anstieg der Referenzspannung am invertierenden Eingang der Vergleichsschaltung bewirkt aber auch einen größeren Spannungshub bis zum Erreichen der Schaltschwelle. Einem durch den erhöhten Ladestrom verursachten schnelleren Spannungsanstieg an der Kapazität steht somit ein höherer Spannungshub gegenüber, so daß die Zeit bis zum Erreichen der Schaltschwelle gleich groß und damit die Oszillatorfrequenz weiterhin konstant bleibt. Desweiteren hat auch die Batteriespannung auf die Oszillatorfrequenz keinen Einfluß, da der von der Stromquelle erzeugte Konstantstrom in Abhängigkeit des Spannungsabfalles an der frequenzbestimmenden ohmschen Last geregelt wird.

Von zwei prinzipiellen Ausführungen eines frequenzstabilen RC-Oszillators beinhaltet die erste neben einer Stromquelle, dem als Ladeschaltung dienenden Stromspiegel und einer aus einem Transistorelement bestehenden Entladeschaltung eine Vergleichsschaltung und eine Verzögerungsschaltung, wobei eine ohmsche Last und eine Kapazität frequenzbestimmend sind. Als Stromquelle eignet sich neben der in Fig. 1 und 3 gezeigten Schaltungsanordnung besonders die unter dem Aktenzeichen P 43 26 282.1 angemeldete Stromquellenschaltung. Die Vergleichsschaltung, im allgemeinen durch einen Komparator oder einen als Komparator geschalteten Operationsverstärker verwirklicht, vergleicht die an der frequenzbestimmenden Kapazität anliegende Spannung mit der die Schaltschwelle darstellenden Referenzspannung. Beim Erreichen dieser Schaltschwelle wird ihrem Ausgang kurzzeitig ein positives Spannungssignal zugeführt, das von der nachfolgenden Verzögerungsschaltung eine bestimmte Zeit lang aufrecht erhalten und an die nachgeschaltete Entladeschaltung weitergeleitet wird.

Die bei dieser ersten prinzipiellen Ausführung eingesetzte Entladeschaltung besteht lediglich aus einem einseitig am Bezugspotential liegenden Transistorelement und hat die Aufgabe, die frequenzbestimmende Kapazität dann zu entladen, wenn sie von der Vergleichsschaltung über die Verzögerungsschaltung ein positives Spannungssignal erhält.

Die zweite prinzipielle Ausführung eines frequenzstabilen RC-Oszillators enthält zwei Vergleichsschaltungen, eine um ein zweites Transistorelement und eine bistabile Kippstufe erweiterte Entladeschaltung, wiederum eine Stromquelle und eine aus einem Stromspiegel bestehende Ladeschaltung. Hierbei entfällt die Verzögerungsschaltung; frequenzbestimmend sind zwei Kapazitäten und eine ohmsche Last.

Dieser in zwei prinzipiellen Ausführungen beschriebene RC-Oszillator wird vorteilhaft in MOS- oder Bipolar-technologie realisiert. In diesem Fall kann auf die extern bereitgestellte Referenzspannung verzichtet und — als Schaltschwelle die Schwellspannung von MOS-Transistoren bzw. die Basis-Emitterspannung im Arbeitspunkt von bipolaren Transistoren verwendet werden. Die frequenzbestimmenden Bauelemente, das heißt die ohmsche Last und je nach Ausführung eine oder zwei Kapazitäten, können diskret aufgebaut oder integriert werden. Bei einer Ausführung in einer MOS-Technologie mit integrierten frequenzbestimmenden Bauelementen eignen sich für diese beispielsweise die toleranzarme Gatekapazität eines Transistorelements und ein mit einem sehr geringen Temperaturkoeffizient behafteter Poly-Silizium-Widerstand.

Die mit den vorteilhaften Ausführungsbeispielen erzielten Vorteile bestehen insbesondere darin, daß nur die Kapazität, die ohmsche Last sowie das Stromübertragungsverhältnis des Stromspiegels frequenzbestimmend sind und somit der durch Parameterstreuung und variabler Betriebsbedingungen hervorgerufene Frequenzstrebereich wirksam eingeengt wird. Fertigungstoleranzen der aktiven Bauelemente (MOS-, Bipolartransi-

storen), Temperatur und der Absolutwert der Schwellspannung sowie die Betriebsspannung haben auf die Oszillatorfrequenz keinen Einfluß. Das hat auch zur Folge, daß bei einem derartigen RC-Oszillator an der aufgebauten integrierten Schaltung in vielen Fällen keine Trimmung zur Einstellung der gewünschten Frequenz vorgenommen werden muß. Beabsichtigte Korrekturen an der frequenzbestimmenden Dimensionierung der wahlweise integrierten Bauelemente, das heißt an der ohmschen Last oder der Kapazität, können dennoch durch Zappen vorgenommen werden.

Mehrere Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in den Zeichnungen dargestellt und werden im folgenden näher beschrieben.

Es zeigen:

Fig. 1 einen RC-Oszillator als ein erstes prinzipielles Ausführungsbeispiel der Erfindung mit einer Vergleichsschaltung und einer Verzögerungsschaltung,

Fig. 2 der zeitliche Verlauf der Oszillatorspannung des ersten Ausführungsbeispiels,

Fig. 3 einen RC-Oszillator als ein zweites prinzipielles Ausführungsbeispiel der Erfindung mit zwei Vergleichsschaltungen und einer bistabilen Kippstufe,

Fig. 4 der zeitliche Verlauf der Oszillatorspannung des zweiten Ausführungsbeispiels,

Fig. 5 eine erste Weiterbildung des Ausführungsbeispiels nach Fig. 1 in MOS-Technologie,

Fig. 6 eine zweite Weiterbildung des Ausführungsbeispiels nach Fig. 1 in MOS-Technologie und

Fig. 7 eine dritte Weiterbildung des Ausführungsbeispiels nach Fig. 1 in MOS-Technologie.

In Fig. 1 ist eine beispielhafte Ausführung der Erfindung dargestellt. Eine mit dem Bezugszeichen 1 bezeichnete Stromsenke setzt sich aus einem Operationsverstärker  $OP_{11}$ , einem Transistorelement  $T_{11}$  und einer frequenzbestimmenden ohmschen Last  $R_{11}$ , die einseitig auf Bezugspotential liegt, zusammen. Durch den Transistor  $T_{11}$  und die ohmsche Last  $R_{11}$  fließt der aus einem Stromspiegel 2 gezogene Konstantstrom  $I_K$ , dessen Wert sich bei einem großen Innenwiderstand der Stromsenke durch den Quotienten aus einer Referenzspannung  $U_{Ref}$  und der Strombestimmenden und damit auch frequenzbestimmenden ohmschen Last  $R_{11}$  bestimmt. Am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers  $OP_{11}$  liegt die Referenzspannung  $U_{Ref}$ ; an seinem invertierenden Eingang die am Widerstand  $R_{11}$  abfallende Spannung  $U_{R11}$ .

Zusammen mit der ohmschen Last  $R_{11}$  und dem Transistor  $T_{11}$  bildet der Operationsverstärker  $OP_{11}$  einen Regelkreis, der bei einem vorgegebenen Wert von  $R_{11}$  einen Konstantstrom  $I_K$ , abhängig von der Referenzspannung  $U_{Ref}$ , aber unabhängig von der Batteriespannung  $U_{Bat}$  einstellt. Eine Änderung der Batteriespannung  $U_{Bat}$  bewirkt eine Stromänderung durch  $T_{11}$ . Über seinen Ausgangsleitwert und damit ebenfalls eine Änderung des Spannungsabfalls  $U_{R11}$  an der ohmschen Last  $R_{11}$ , was den als Regler eingesetzten Operationsverstärker  $OP_{11}$  dazu veranlaßt, den Leitwert des Drain-Source-Kanals bzw. der Kollektor-Emitterstrecke des als Stellglied wirkenden Transistors  $T_{11}$  herauf- oder herabzusetzen. Dadurch wird der Strom  $I_K$  nachgeregelt und auf den über die Referenzspannung  $U_{Ref}$  vorgegebenen Wert eingestellt.

Dieser in die Stromsenke 1 hineinfließende Strom  $I_K$  stellt gleichzeitig den negativen Eingangsstrom des Stromspiegels 2 dar. Über das Stromübertragungsverhältnis  $N_1$  wird der negative Ausgangsstrom des Stromspiegels 2 bestimmt, der als Ladestrom  $I_{C1}$  der Kapazität  $C_1$  dient.

Zu einer Vergleichsschaltung 3 gehören die einseitig am Bezugspotential liegende frequenzbestimmende Kapazität  $C_1$  und ein Komparator oder ein als Komparator geschalteter Operationsverstärker  $OP_{31}$ . Seinem nichtinvertierenden Eingang wird die an der Kapazität liegende Spannung  $U_{C1}$ , seinem invertierenden Eingang die Referenzspannung  $U_{Ref}$  zugeführt.

Sobald die an der Kapazität  $C_1$  anliegende Spannung  $U_{C1}$  den Wert der Referenzspannung  $U_{Ref}$  erreicht, wird dem Ausgang des Komparator  $OP_{31}$  eine positive Spannung zugeführt. Fig. 2 veranschaulicht den Verlauf der Spannungen.

Die Verzögerungsschaltung 6, beispielsweise durch eine monostabile Kippstufe verwirklicht, versetzt nun das als Schalter eingesetzte Transistorelement  $T_{41}$  der Entladeschaltung 4 in den leitenden Zustand, um die Kapazität  $C_1$  zu entladen. Dabei ist ihre Verzögerungszeit  $t_{vz2}$  so groß zu wählen, daß die Kapazität  $C_1$  annähernd vollständig entladen werden kann. Nach der Zeitspanne  $t_{vz2}$  fällt die monostabile Kippstufe in ihren stabilen Zustand zurück, wodurch dem Ausgang der Verzögerungsschaltung 6 keine positive Spannung mehr zugeführt wird.

Das Fehlen einer positiven Spannung am Gate bzw. an der Basis des Transistorelements  $T_{41}$  der Entladeschaltung 4 versetzt das Transistorelement in den sperrenden Zustand. Ab diesem Zeitpunkt beginnt ein erneutes Laden der Kapazität  $C_1$  und damit eine neue Periode der Oszillatorschwingung.

Anhand der folgenden Gleichungen 1 bis 6 soll dargestellt werden, daß die Oszillatorfrequenz im wesentlichen nur von der ohmschen Last, dem Stromspiegelverhältnis und den Kapazitäten bestimmt wird.

Für den Konstantstrom  $I_K$  der Stromsenke 1 gilt (Literaturhinweise Tietze, Schenk: Halbleiterschaltungstechnik 4. Auflage, Seite 247):

$$I_K = \frac{U_{Ref}}{R_{11}} \quad (1)$$

Für den Stromspiegel 2 gilt, daß sich der Betrag des Ausgangsstroms aus dem Produkt aus Eingangsstrom und dem zugehörigen Stromübertragungsverhältnis ergibt. Bezogen auf die vorliegende Schaltungsanordnung lautet diese Beziehung

$$I_{C1} = N_1 \cdot I_K \quad (2)$$

Das Zeitverhalten der Vergleichsschaltung 3 läßt sich mit der Gleichung:

$$t_{VZ1} = \frac{U_{Ref} \cdot C_1}{I_{C1}} \quad (3)$$

beschreiben.

Werden die Gleichungen (1) und (2) entsprechend umgeformt und in Gleichung (3) eingesetzt, so ergibt sich die Beziehung:

$$t_{VZ1} = \frac{R_{11} \cdot C_1}{N_1} \quad (4)$$

Für eine Periode der Oszillatorfrequenz schließlich gilt unter Berücksichtigung des Zeitverhaltens der Verzögerungsschaltung 6, das mit  $t_{VZ2}$  beschrieben werden soll:

$$T_{OSZ} = t_{VZ1} + t_{VZ2},$$

woraus mit:

$$T_{OSZ} = \frac{1}{f_{OSZ}}$$

folgt:

$$f_{OSZ} = \frac{1}{t_{VZ1} + t_{VZ2}} \quad (5).$$

Gleichung (4) in Gleichung (5) eingesetzt ergibt für die Oszillatorfrequenz:

$$f_{OSZ} = \frac{1}{\frac{R_{11} \cdot C_1}{N_1} + t_{VZ2}} \quad (6).$$

Mit der Randbedingung  $t_{VZ1} \gg t_{VZ2}$  zeigt Gleichung (6), daß die Oszillatorfrequenz im wesentlichen tatsächlich nur von der ohmschen Last, der Kapazität und dem Stromübertragungsverhältnis bestimmt wird.

Fig. 3 zeigt ein weiteres Ausführungsbeispiel des frequenzstabilen RC-Oszillators. Die Stromsenke 1 ist in Aufbau und Funktionsweise identisch zu der im ersten Ausführungsbeispiel verwendeten. Gleiches gilt für die Vergleichsschaltung 3; sie ist jedoch in diesem Ausführungsbeispiel doppelt vorhanden und ersetzt mit ihrer zweiten Ausführung 5 die in Fig. 1 verwendete Verzögerungsschaltung 6.

Bedingt durch eine zweite Kapazität  $C_2$  wird dem Stromspiegel 2 ein drittes Transistorelement  $T_{23}$  hinzugefügt, das der Kapazität  $C_2$  den Ladestrom  $I_{C2}$  zuführt.

Zusätzlich erfordert diese zweite Kapazität  $C_2$  eine Erweiterung der Entladeschaltung 4 um ein zweites Transistorelement  $T_{42}$  und ein Schaltungsmittel FF, das die beiden als Schalter zum Entladen der Kapazität  $C_1$  bzw.  $C_2$  eingesetzten Transistorelemente  $T_{41}$  bzw.  $T_{42}$  steuert.

Realisiert werden kann das Schaltungsmittel FF beispielsweise durch eine bistabile Kippstufe. Es hat die Aufgabe, die Transistorelemente  $T_{41}$  und  $T_{42}$  in Abhängigkeit der am Ausgang der beiden Komparatoren  $OP_{31}$  und  $OP_{51}$  anstehenden Spannungen derart zu steuern, daß sich zu einem beliebigen Zeitpunkt das eine Transistorelement im Sperrzustand und das andere im leitenden Zustand befindet.

Frequenzbestimmend bei diesem Ausführungsbeispiel eines frequenzstabilen RC-Oszillators sind die ohmsche Last  $R_{11}$ , die Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  und die Stromübertragungsverhältnisse  $N_1$  und  $N_2$ .

Fig. 4 zeigt den zeitlichen Verlauf der Oszillatorspannung  $U_{OSZ}$ . Eine Periode  $T_{OSZ}$  setzt sich aus den beiden Anteilen  $t_{VZ1}$  und  $t_{VZ2}$  zusammen, wobei für  $t_{VZ2}$  gilt:

$$t_{VZ2} = \frac{R_{11} \cdot C_2}{N_2}$$

Hierbei wird die Dauer  $t_{VZ1}$  (Gleichung 4) unter anderem durch die Kapazität  $C_1$  und die Dauer  $t_{VZ2}$  unter anderem durch die Kapazität  $C_2$  bestimmt.

Eine Schwingung nach dem Anlegen der Batteriespannung  $U_{Bat}$  beginnt damit, daß eines der beiden Transistorelemente  $T_{41}$  oder  $T_{42}$  der Entladeschaltung 4 sperrt und das andere leitet. Welchen Zustand dabei ein Transistorelement einnimmt, ob sperrend oder leitend, hängt bei den hier verwendeten selbstsperrenden n-Kanal-MOSFETs davon ab, welchen Schaltzustand die hier eingesetzte bistabile Kippstufe FF einnimmt, das heißt welchem Ausgang ein positives Spannungssignal zugeführt wird. Derjenige MOSFET, dessen Gate kein positives Spannungssignal zugeführt wird, verbleibt im sperrenden Zustand und ermöglicht so das Laden der jeweiligen parallel geschalteten Kapazität  $C_1$  bzw.  $C_2$ . Der andere MOSFET, dessen Gate die bistabile Kippstufe die positive Spannung zuführt, wechselt in den leitenden Zustand, wodurch die zu ihm parallel geschaltete Kapazität nicht geladen werden kann.

Bedingt durch den jeweiligen Ladestrom  $I_{C1}$  bzw.  $I_{C2}$  steigt die Spannung  $U_{C1}$  bzw.  $U_{C2}$  an derjenigen Kapazität  $C_1$  bzw.  $C_2$  an, die geladen wird. Erreicht die Spannung  $U_{C1}$  bzw.  $U_{C2}$  die Schaltschwelle, gebildet durch den Betrag der am invertierenden Eingang des Komparators  $OP_{31}$  bzw.  $OP_{51}$  liegenden Referenzspannung  $U_{Ref}$ , wird dem Ausgang des betreffenden Komparators ein positives Spannungssignal zugeführt. Dieses veranlaßt die bistabile Kippstufe zum Umschalten, so daß das positive Spannungssignal nun am anderen Ausgang anliegt und denjenigen Transistor in den leitenden Zustand versetzt, der bisher sperrte. Folglich wird die dazu parallel geschaltete Kapazität, die sich soeben noch im Ladezustand befand, entladen, und die andere Kapazität so lange geladen, bis ihre Spannung die Schwelle erreicht. Durch dieses abwechselnde Laden und Entladen der beiden Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  kommt die in Fig. 4 gezeigte Oszillation zustande.

In Fig. 5 ist ein weiteres Ausführungsbeispiel eines frequenzstabilen RC-Oszillators dargestellt, wie er in CMOS-Technologie realisiert werden kann. Im Gegensatz zu den Ausführungsbeispielen in Fig. 1 und 3 braucht hier keine externe Referenzspannung bereitgestellt zu werden, da die Schwellspannung  $V_T$  der verwendeten MOSFETs  $T_1$  und  $T_{31}$  als Referenzspannung herangezogen wird. Möglich ist diese Methode deshalb, da alle gleichartigen Transistoren, wie beispielweise die in diesem Ausführungsbeispiel verwendeten selbstsperrenden n-Kanal-MOSFETs, in ein und demselben Herstellungsprozeß gleiche technologisch bedingte Parameter wie z. B. die gleiche Schwellspannung aufweisen.

Ersetzt man nun in den Gleichungen (1) und (3) die Größe  $U_{Ref}$  durch die nun als Referenzspannung herangezogene Schwellspannung  $V_T$ , so kann man nachvollziehen, daß auch bei diesem Ausführungsbeispiel des frequenzstabilen RC-Oszillators die Oszillationsfrequenz  $f_{osz}$  nur vom Stromspiegelverhältnis  $N_1$  der ohmschen Last  $R_{11}$  und der Kapazität  $C_1$  bestimmt wird.

Ohne Einfluß auf die Oszillatorfrequenz ist die Batteriespannung  $U_{Bat}$ , weiterhin die Schwellspannung  $V_T$ , ihre fertigungsabhängige Toleranz und ihre Temperaturabhängigkeit.

Übereinstimmend mit dem in Fig. 1 gezeigten Ausführungsbeispiel sind in Fig. 5 der Stromspiegel 2, die Entladeschaltung 4 und die Verzögerungsschaltung 6, weshalb hier lediglich auf die ausführliche Beschreibung dieser Schaltungsteile an entsprechender Stelle verwiesen werden soll.

Bei dem in Fig. 5 dargestellten Ausführungsbeispiel ist die Stromsenke 1 aus einer frequenzbestimmenden ohmschen Last  $R_{11}$  und dem Transistorelement  $T_{11}$  aufgebaut; den Konstantstrom  $I_K$  bezieht sie aus dem Stromspiegel 2. Zum Aufbau eines Regelkreises, der den Strom  $I_K$  durch die ohmsche Last  $R_{11}$  unabhängig von der Batteriespannung  $U_{Bat}$  konstant halten soll, wird zusätzlich zum Stromspiegel 2 ein Transistorelement  $T_1$  und eine Konstantstromquelle  $K_1$  als aktive Last benötigt, die den Konstantstrom  $I_1$  liefert. Dieser Strom  $I_1$  durchfließt das Transistorelement  $T_1$  und erzeugt am Source-Drain-Kanal bzw. an der Emitter-Kollektorstrecke einen Spannungsabfall, mit dessen Hilfe das Transistorelement  $T_{11}$  der Stromsenke 1 gesteuert wird. Der konstant zu haltende Strom  $I_K$ , der mittels des Transistorelements  $T_{11}$  gesteuert wird, erzeugt seinerseits an der ohmschen Last  $R_{11}$  einen Spannungsabfall, der abgegriffen wird und dazu dient, das Transistorelement  $T_1$  zu steuern.

Eine Änderung des konstant zu haltenden Stroms  $I_K$ , beispielsweise durch ein Absinken der Batteriespannung  $U_{Bat}$ , bewirkt mittels der ohmschen Last  $R_{11}$  eine Änderung der Steuerspannung des Transistorelements  $T_1$  und, hervorgerufen durch den dadurch geänderten Widerstand des Source-Drain-Kanals bzw. der Emitter-Kollektorstrecke, eine Änderung der Steuerspannung des Transistorelements  $T_{11}$  derart, daß der ursprünglichen Änderung des Stroms  $I_K$  entgegengewirkt wird und sich der gewünschte Wert wieder einstellt.

Den für diesen Regelkreis nötigen Sollwert liefert in diesem Ausführungsbeispiel die Schwellspannung  $V_T$  bei MOSFETs bzw. die Basis-Emitterspannung im Arbeitspunkt bei bipolaren Transistoren. Dadurch kann die in Fig. 1 und 3 extern bereitgestellte Referenzspannung  $U_{Ref}$  entfallen.

Dieses Prinzip zur Realisierung eines simplifizierten Operationsverstärkers in CMOS-Technologie wird auch zur Ausführung des in der Vergleichsschaltung 3 der Fig. 3 verwendeten Operationsverstärkers  $OP_{51}$  angewandt.

Verursacht durch den Ladestrom  $I_{C1}$  steigt die Spannung  $U_{C1}$  an der frequenzbestimmenden Kapazität  $C_1$ . Sie wird dem Gate bzw. der Basis des Transistorelements  $T_{31}$  zugeführt, das als Schalter eingesetzt ist und den Strom  $I_2$  entweder in die Verzögerungsschaltung 6 hinein oder nach Masse hin abfließen läßt.

Als Schaltschwelle dient die Schwellspannung  $V_T$  bzw. die Basis-Emitterspannung im Arbeitspunkt des Transistorelements  $T_{31}$ ; sein Gate- bzw. Basis-Anschluß stellt den invertierenden Eingang eines Operationsver-

stärkers dar. Überschreitet die an der Kapazität  $C_1$  liegende Spannung  $U_{C1}$  diese Schaltschwelle zu einem bestimmten Zeitpunkt, fließt der Strom  $I_2$  nicht mehr in die Verzögerungsschaltung 6 hinein, sondern über den Source-Drain-Kanal bzw. über die Emitter-Kollektorstrecke des Transistorelements  $T_{31}$  nach Masse hin. Aufgabe der Verzögerungsschaltung 6 ist es, ab diesem Zeitpunkt solange das Transistorelement  $T_{41}$  der Entladeschaltung 4 mittels eines positiven Spannungssignals durchzusteuern, bis die Kapazität  $C_1$  weitgehend entladen ist. Sobald die Verzögerungsschaltung 6 kein positives Spannungssignal mehr abgibt, sperrt das Transistorelement  $T_{41}$  und die frequenzbestimmende Kapazität  $C_1$  wird mittels des Stromes  $I_{C1}$  von neuem geladen.

Dabei wird die Frequenz der Oszillationsspannung ausschließlich von der Zeit bestimmt, die die Spannung  $U_{C1}$  benötigt, um die Schaltschwelle zu erreichen, was wiederum durch entsprechende Dimensionierung der ohmschen Last  $R_{11}$ , dem Stromspiegelverhältnis  $N_1$  und der Kapazität  $C_1$  beeinflusst wird.

Fig. 6 zeigt eine Variante des in Fig. 5 dargestellten Ausführungsbeispiels eines frequenzstabilen RC-Oszillators. Hierbei wird der Stromspiegel 2 um die Transistorelemente  $T_{23}$  und  $T_{24}$  erweitert, welche die Konstantströme  $I_1$  und  $I_2$  liefern und somit die Konstantstromquellen  $K_1$  und  $K_2$  (Fig. 5) ersetzen. In allen weiteren Schaltungsteilen stimmt die Fig. 6 mit der Fig. 5 überein.

Fig. 7 zeigt ein weiteres Ausführungsbeispiel eines frequenzstabilen RC-Oszillators, wobei Schaltungsteile und Verschaltungsmethoden des ersten (Fig. 1) und des dritten (Fig. 5) Ausführungsbeispiels kombiniert werden. Auch diese Ausführung benötigt keine extern bereitgestellte Referenzspannung, da die Schwellspannung  $V_T$  bzw. die Basis-Emitterspannung im Arbeitspunkt des Transistorelements  $T_1$  dem invertierenden Eingang des Komparators  $OP_{31}$  der Vergleichsschaltung 3 als Schaltschwelle zugeführt wird.

Die Wirkungsweise der Schaltungsteile Stromspiegel 2, Vergleichsschaltung 3, Entladeschaltung 4 und Verzögerungsschaltung 6 ist vom ersten Ausführungsbeispiel (Fig. 1) her bekannt und an entsprechender Stelle beschrieben; die Stromsenke 1 in Verbindung mit der Konstantstromquelle  $K_1$  und dem Transistorelement  $T_1$  entstammt dem dritten Ausführungsbeispiel (Fig. 5) und wird ebenfalls an entsprechender Stelle beschrieben.

#### Patentansprüche

1. RC-Oszillatorschaltung mit einer frequenzbestimmenden ohmschen Last ( $R_{11}$ ) und wenigstens einer frequenzbestimmenden Kapazität ( $C_1$ ), wobei:

I) Eine Stromsenke (1) vorgesehen ist, die in Abhängigkeit der frequenzbestimmenden ohmschen Last ( $R_{11}$ ) und einer Referenzspannung ( $U_{Ref}$ ) einen Konstantstrom ( $I_K$ ) erzeugt,

II) der Konstantstrom ( $I_K$ ) eine Ladestromschaltung (2) steuert, die der Kapazität ( $C_1$ ) einen konstanten Ladestrom ( $I_{C1}$ ) zuführt,

III) ferner wenigstens eine Vergleichsschaltung (3, 5) vorgesehen ist, die einen Vergleich der Ladespannung ( $U_C$ ) an der Kapazität ( $C_1$ ) mit der Referenzspannung ( $U_{Ref}$ ) vornimmt und ein entsprechendes Vergleichsergebnis ( $V \cdot (U_{C1} - U_{Ref})$ ) erzeugt und

IV) schließlich eine Entladeschaltung (4) für die Kapazität ( $C_1$ ) vorgesehen ist, der das Vergleichsergebnis ( $V \cdot (U_{C1} - U_{Ref})$ ) zugeführt wird,

gekennzeichnet durch folgende Merkmale:

a) Es ist eine weitere frequenzbestimmende Kapazität ( $C_2$ ) vorgesehen,

b) die Ladestromschaltung (2) führt auch der weiteren Kapazität ( $C_2$ ) einen Ladestrom ( $I_{C2}$ ) zu,

c) ferner ist eine weitere Vergleichsschaltung (5) zum Vergleich der Ladespannung ( $U_{C2}$ ) an der weiteren Kapazität ( $C_2$ ) mit der Referenzspannung ( $U_{Ref}$ ) vorgesehen, die ein entsprechendes Vergleichsergebnis ( $V \cdot (U_{C21} - U_{Ref})$ ) erzeugt und

d) die Entladeschaltung steuert in Abhängigkeit der Vergleichsergebnisse der beiden Vergleichsschaltungen ( $V \cdot (U_{C1} - U_{Ref})$ ;  $V \cdot (U_{C2} - U_{Ref})$ ) den Lade- und Entladevorgang der beiden Kapazitäten ( $C_1$ ;  $C_2$ ) derart, daß sich zu einem beliebigen Zeitpunkt immer eine Kapazität im Ladezustand und die andere Kapazität im Entladezustand befindet.

2. RC-Oszillatorschaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Vergleichsschaltung (3) eine Verzögerungsschaltung (6) nachgeschaltet ist.

3. RC-Oszillatorschaltung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Entladeschaltung (4) aus einem als Schalter eingesetzten Transistorelement ( $T_{41}$ ) besteht, das parallel zu der zu entladenden Kapazität ( $C_1$ ) angeordnet ist.

4. RC-Oszillatorschaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Entladeschaltung (4) aus einem als Schalter eingesetzten Transistorelement ( $T_{41}$ ;  $T_{42}$ ) besteht, das parallel zu der zu entladenden Kapazität ( $C_1$ ;  $C_2$ ) angeordnet ist, wobei diese Transistorelemente ( $T_{41}$ ;  $T_{42}$ ) mittels einer bistabilen Kippstufe (FF) gesteuert werden, deren Schaltzustand vom Ergebnis der beiden Vergleichsschaltungen (3; 5) abhängt, und die Oszillationsspannung ( $U_{Osz}$ ) am Ausgang der bistabilen Kippstufe (FF) anliegt.

5. RC-Oszillatorschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß als Ladestromschaltung (2) ein Stromspiegel verwendet wird, der vom Strom der Stromsenke (1) gesteuert wird und einen oder mehrere Ausgänge aufweist.

6. RC-Oszillatorschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Vergleichsschaltung (3, 5) von der Ladespannung der jeweiligen Kapazität ( $C_1$ ,  $C_2$ ) die Referenzspannung ( $U_{Ref}$ ) subtrahiert und bei einem positiven Ergebnis ihrem Ausgang eine positive Spannung zuführt.

7. RC-Oszillatorschaltung nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Stromsenke (1) aus einem ohmschen Last ( $R_{11}$ ) und ein Transistorelement ( $T_{11}$ ) in Gate- bzw. Basisschaltung enthaltenden Strompfad besteht, wobei die Steuerung des Transistorelements ( $T_{11}$ ) durch die Ausgangsspannung eines Operationsverstärkers ( $OP_{11}$ ) erfolgt, der die Differenz zwischen der extern bereitgestellten Referenzspannung ( $U_{Ref}$ ) und der an der ohmschen Last ( $R_{11}$ ) abfallenden Spannung verstärkt.



8. RC-Oszillatorschaltung nach einem der Ansprüche 1—7, dadurch gekennzeichnet, daß die Referenzspannung von der Schwellspannung eines MOSFETs ( $T_1$ ) bzw. der Basis-Emitterspannung im Arbeitspunkt eines bipolaren Transistorelements bestimmt ist.

---

Hierzu 4 Seite(n) Zeichnungen

---

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

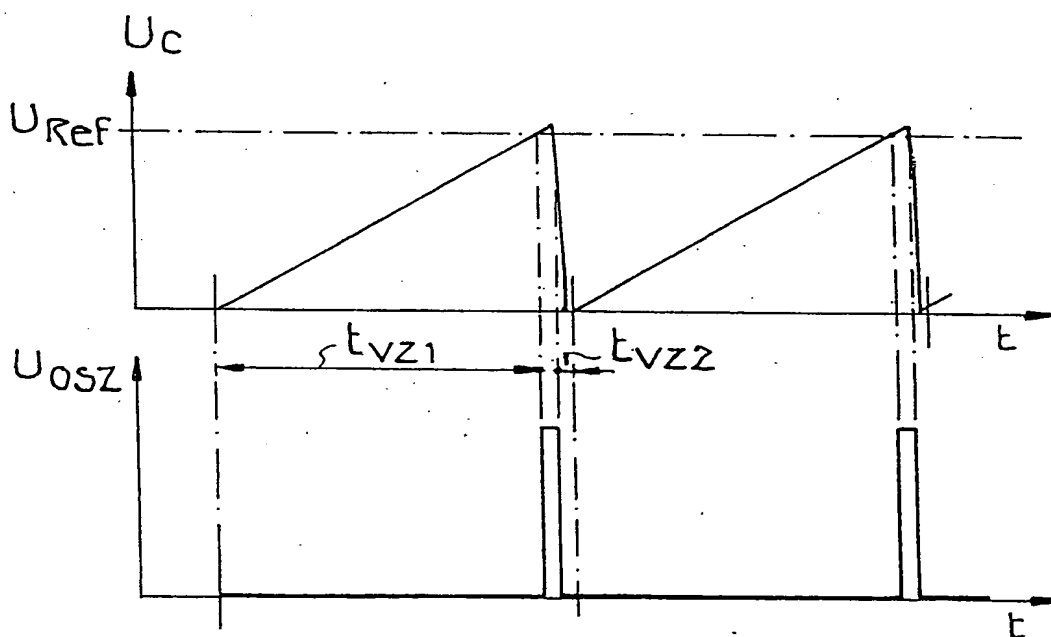
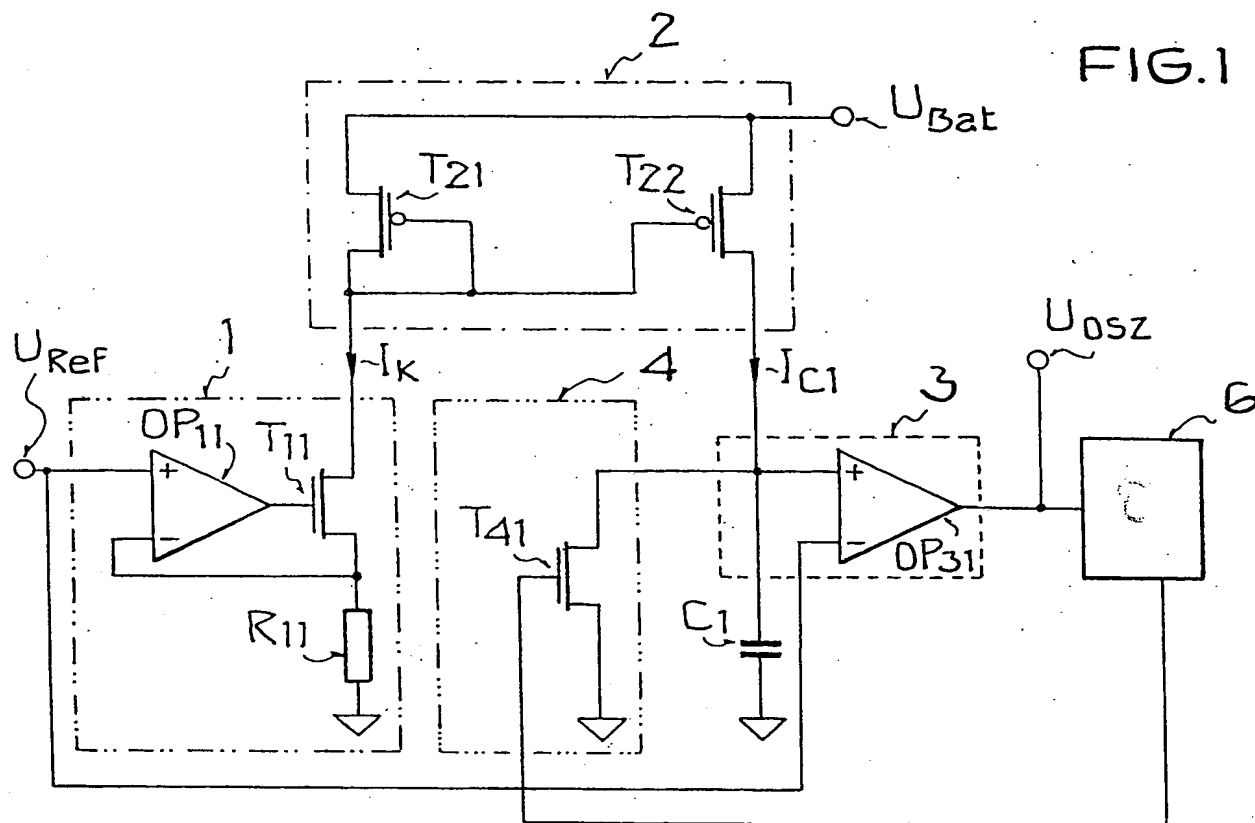
55

60

65

00000000 00000000

- Leerseite -



3 // 11 00 // 2006

FIG.3

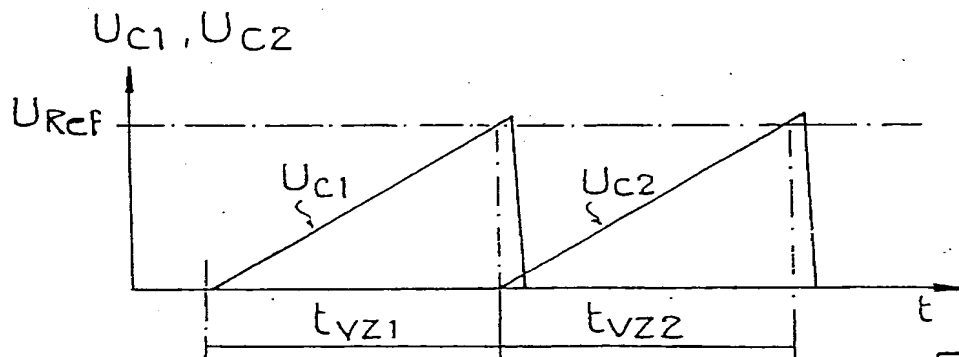
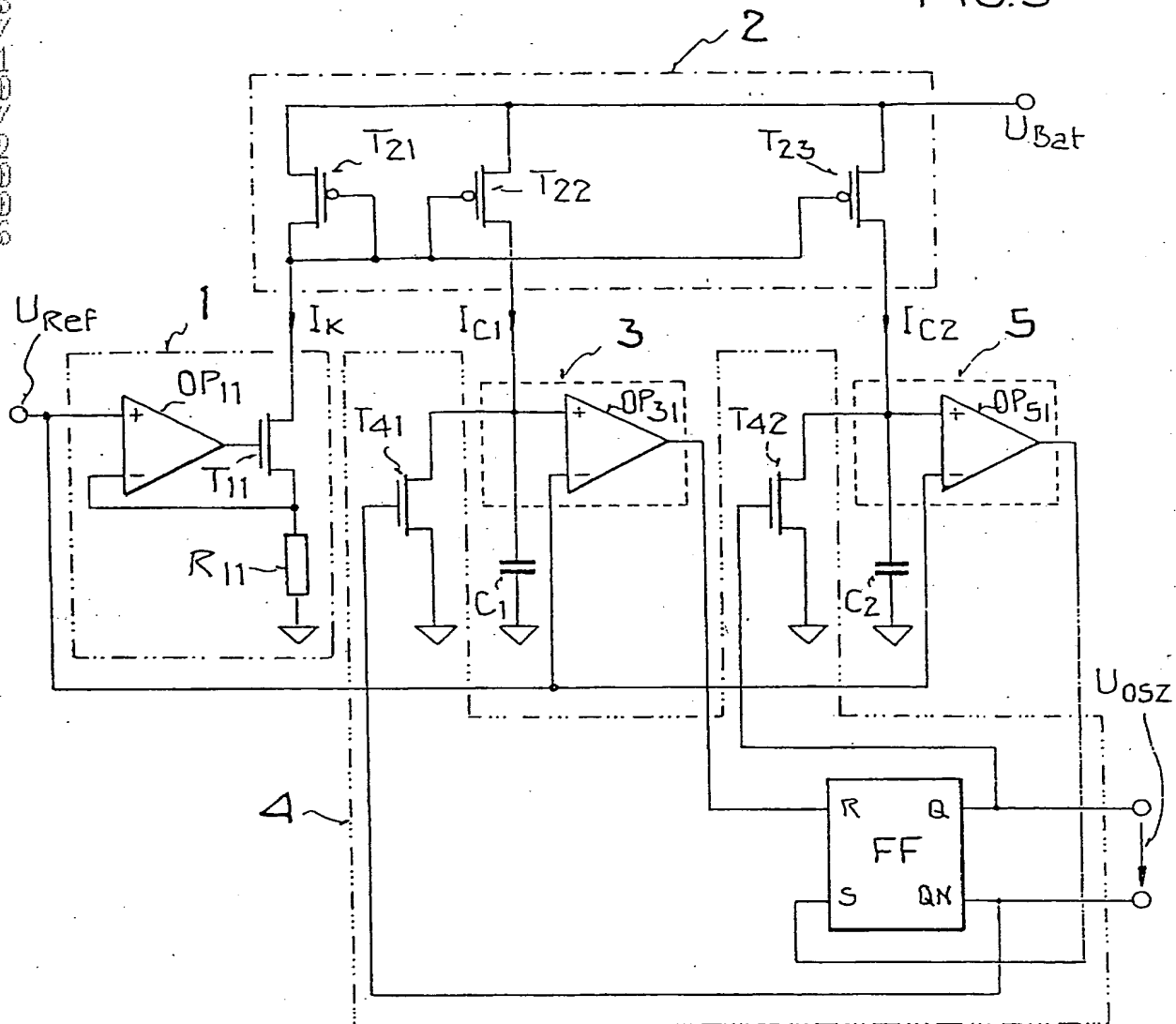


FIG.4

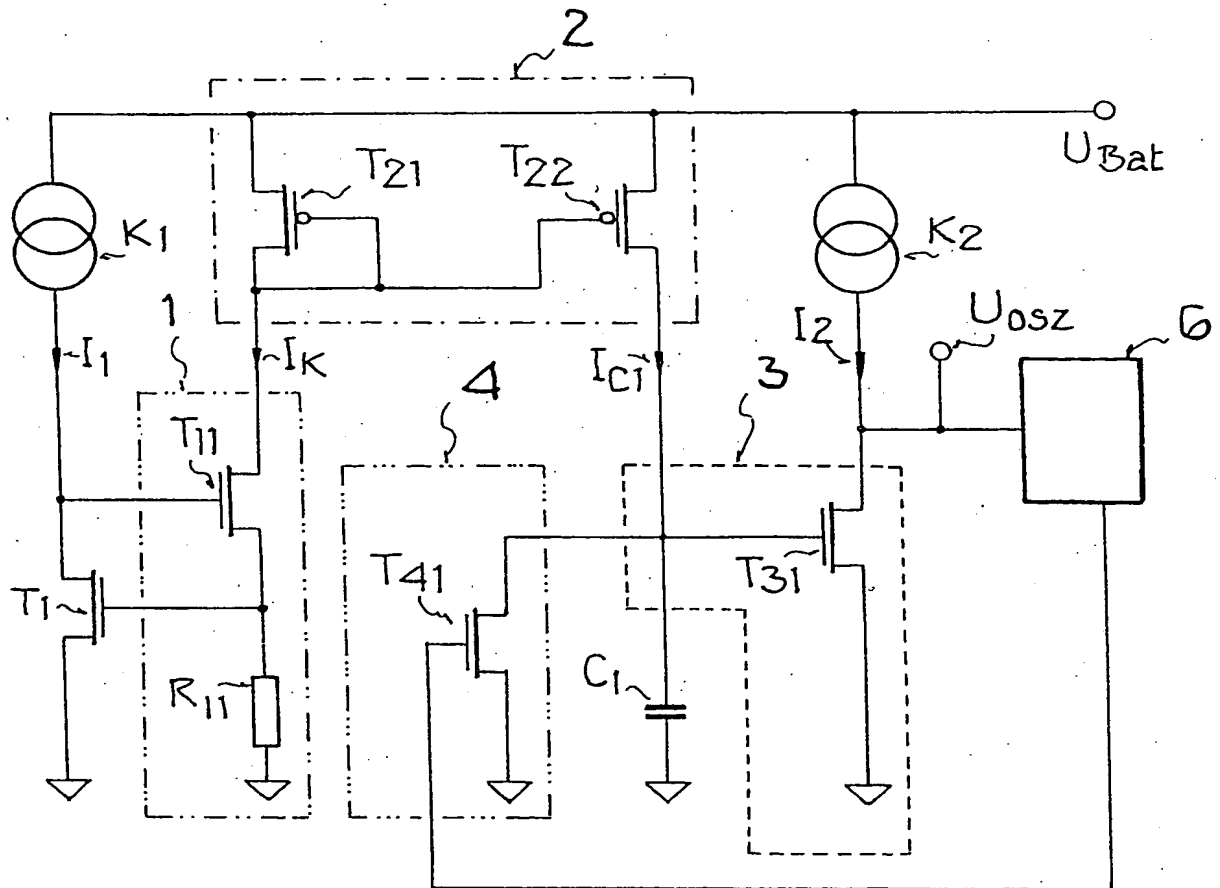


FIG. 5

FIG. 6

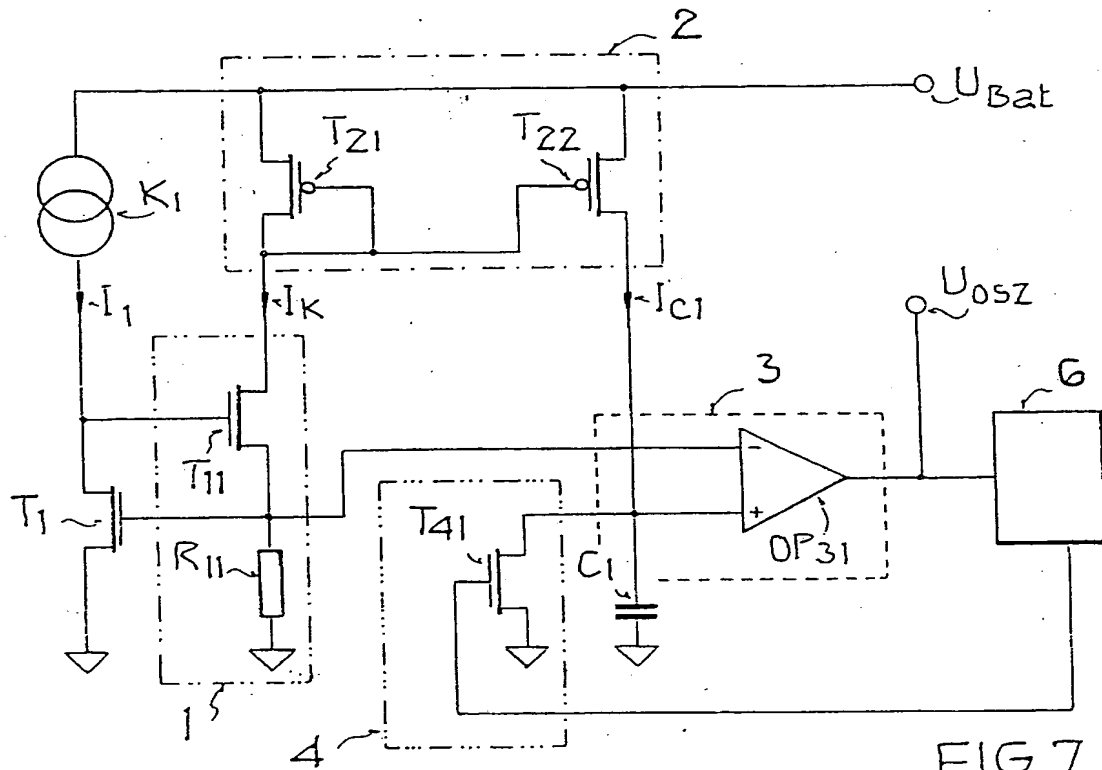
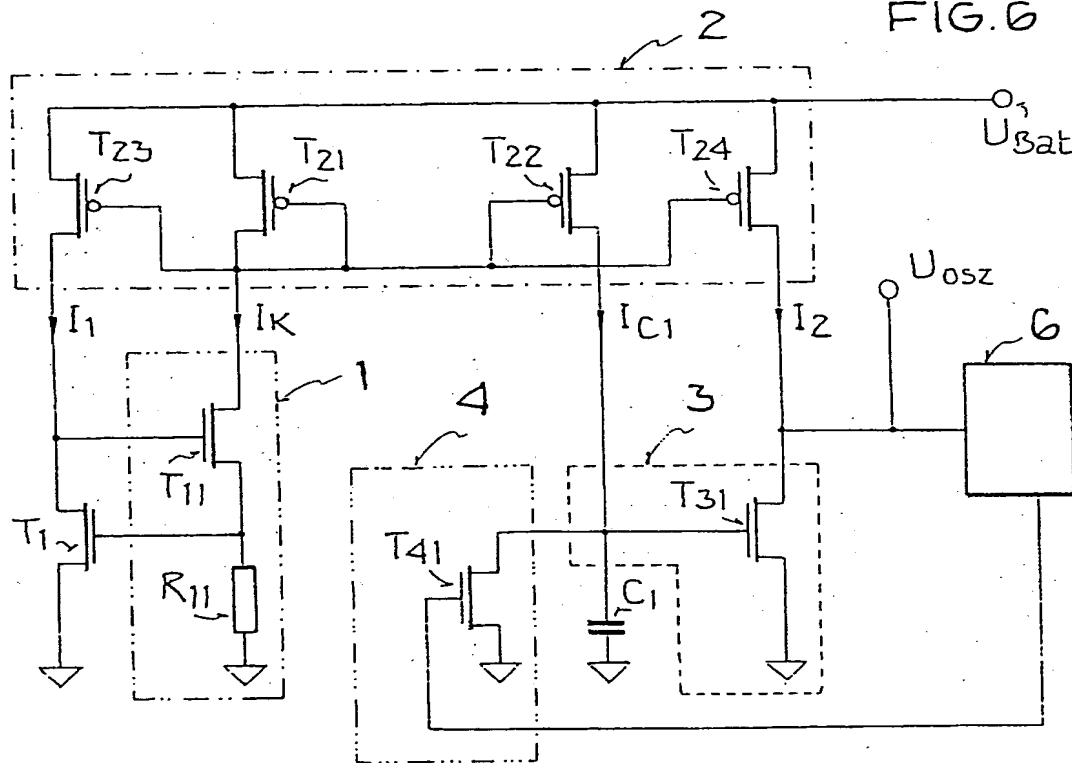


FIG. 7